



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **08289599 A**(43) Date of publication of application: **01.11.96**

(51) Int. Cl.

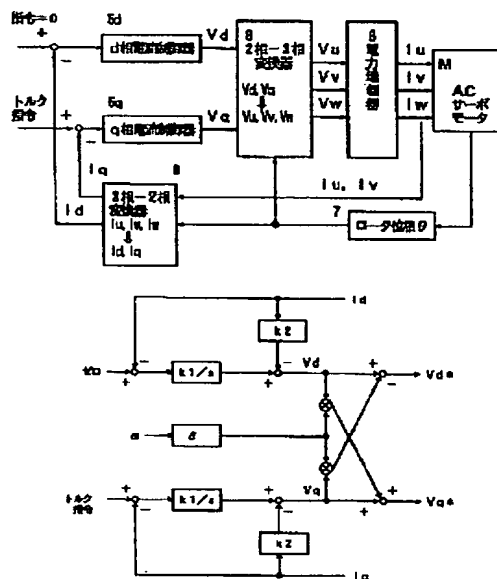
H02P 21/00(21) Application number: **07111098**(22) Date of filing: **13.04.95**(71) Applicant: **FANUC LTD**(72) Inventor: **TOYOSAWA YUKIO
IWASHITA HEISUKE
SONODA NAOTO****(54) CONTROLLING METHOD OF AC SERVOMOTOR****(57) Abstract:**

PURPOSE: To prevent the instability of the control system of an AC servomotor which is caused by the delay of the control system, by adding a d-phase voltage command to a q-phase voltage command, responding to the speed of the motor and the delaying quantity of the control system, and by subtracting the q-phase voltage command from the d-phase voltage command, responding to the speed of the motor and the delaying quantity of the control system.

CONSTITUTION: In the control system of an AC servomotor, the current commands for the d-phase and q-phase of the motor are made respectively to be zero and the torque command outputted from the speed loop of the control system. By actual currents i_u , i_v , i_w of the motor and its rotor phase θ ; from a rotor-position sensor 7, currents i_d , i_q are computed through a means 9 for converting three phase currents into two-phase currents, and by subtracting i_d , i_q from respective d-phase and q-phase current command values, d-phase and q-phase current deviations are computed. Further, by current controller 5d, 5q, proportional plus integral controls are performed respectively. Subsequently, by a voltage command correcting block, a d-phase voltage command V_d^* is so computed that a q-phase voltage command V_q is multiplied by a delay σ of the control system and a speed ω of the motor and

the resultant product is subtracted from a d-phase voltage command V_d . On the other hand, a q-phase voltage command V_q^* is so computed that the d-phase voltage command V_d is multiplied by the delay σ and the speed ω and the resultant product is added to the q-phase voltage command V_q .

COPYRIGHT: (C)1996,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-289599

(43) 公開日 平成8年(1996)11月1日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 2 P 21/00

H 0 2 P 5/408

A

審査請求 未請求 請求項の数 4 F D (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平7-111098

(22) 出願日 平成7年(1995)4月13日

(71) 出願人 390008235

ファナック株式会社

山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地

(72) 発明者 豊沢 雪雄

山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地 ファナック株式会社内

(72) 発明者 岩下 平輔

山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地 ファナック株式会社内

(72) 発明者 園田 直人

山梨県南都留郡忍野村忍草字古馬場3580番地 ファナック株式会社内

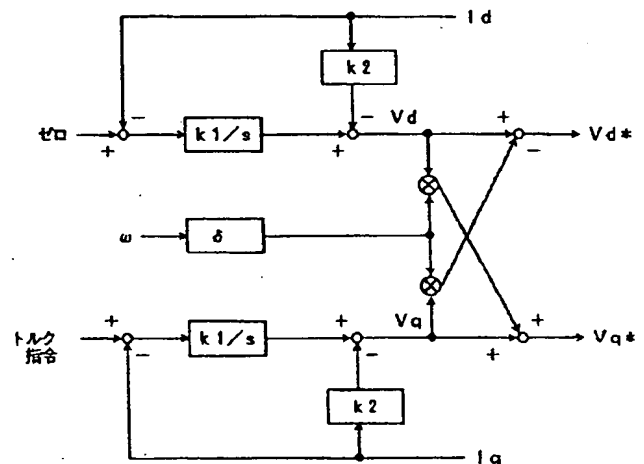
(74) 代理人 弁理士 竹本 松司 (外 4 名)

(54) 【発明の名称】 A Cサーボモータの制御方法

(57) 【要約】

【目的】 制御系の遅れにより生じる不安定性を改善することができるA Cサーボモータの制御方法を提供する。

【構成】 第1の発明は、モータ駆動電流とロータ位相をd-q変換してd相電流を求め、該d相電流が零になるように制御を行うA Cサーボモータの制御方法において、d相電圧指令をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてq相電圧指令に加え、q相電圧指令をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてd相電圧指令から減じる補正を行い、また、第2の発明は、モータ駆動電流とロータ位相をd-q変換してd相電流を求め、該d相電流が零になるように制御を行うA Cサーボモータの制御方法において、電流制御器のd相積分項の出力をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてq相電圧指令に加え、q相積分項の出力をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてd相電圧指令から減じる補正を行うことによって、制御系の遅れによる生じる影響を減じて、制御系の安定性を改善して、高速回転を可能とする。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 モータ駆動電流とロータ位相を $d-q$ 変換して d 相電流を求め、該 d 相電流が零になるように制御を行う AC サーボモータの制御方法において、 d 相電圧指令をモータ速度と制御系の遅れ量に応じて q 相電圧指令に加え、 q 相電圧指令をモータ速度と制御系の遅れ量に応じて d 相電圧指令から減じる補正を行うことを特徴とする AC サーボモータの制御方法。

【請求項 2】 前記補正は、 d 相電圧指令にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものを q 相電圧指令に加え、 q 相電圧指令にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものを d 相電圧指令から減じることを特徴とする請求項 1 記載の AC サーボモータの制御方法。

【請求項 3】 モータ駆動電流とロータ位相を $d-q$ 変換して d 相電流を求め、該 d 相電流が零になるように制御を行う AC サーボモータの制御方法において、電流制御器の d 相積分項の出力をモータ速度と制御系の遅れ量に応じて q 相電圧指令に加え、 q 相積分項の出力をモータ速度と制御系の遅れ量に応じて d 相電圧指令から減じる補正を行うことを特徴とする AC サーボモータの制御方法。

【請求項 4】 前記補正は、電流制御器の d 相積分項の出力にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものを q 相電圧指令に加え、 q 相積分項の出力にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものを d 相電圧指令から減じることを特徴とする請求項 3 記載の AC サーボモータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、工作機械や産業機械等の機械、装置やロボットの駆動源として使用される AC サーボモータの制御方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 図 13 は従来から行なわれている AC サーボモータの制御系のブロック線図である。位置ループ制御 (1) は、位置指令からエンコーダ等で検出される位置フィードバック値を減じて位置偏差を求め、この位置偏差にポジションゲインを乗じて速度指令を求める。そして、速度ループ処理 (2) は、この速度指令から速度フィードバック値を減じて速度偏差を求め、この速度偏差に比例、積分制御等を行って、トルク指令 (電流指令) を求める。さらに、電流ループ処理 (3) は、このトルク指令から電流フィードバック値を減じ、PWM 制御等を行って各相の電圧指令を求め、この電圧指令を AC サーボモータ M に供給してモータ制御を行っている。

【0003】 上記制御系において、電流ループとして、従来は例えば 3 相 AC サーボモータの場合では 3 相電流を別々に制御する方式が一般的である。図 14 は上記 3 相電流を別々に制御する電流ループ処理の詳細図であ

る。

【0004】 図 14 において、はじめに、 U 、 V 、 W 相に対するトルク指令を求める。この各相に対するトルク指令は、速度ループ処理で求めたトルク指令 (電流指令) の位相をロータ位置 θ に対応して求めることにより得ることができ、エンコーダ等で検出されたサーボモータのロータ位置 θ から U 、 V 、 W 相に対して電気角でそれぞれ $2\pi/3$ ずれた正弦波をトルク指令 (電流指令) に乗じることによって、各相の電流指令を求めることができる。

【0005】 そして、この電流指令から電流検出器で検出される各相の実電流 I_u 、 I_v 、 I_w を減じて電流偏差を求め、さらに、各相電流制御器 5_u 、 5_v 、 5_w で比例積分 (PI) 制御等を行なって各相の指令電圧 E_u 、 E_v 、 E_w を電力増幅器 6 に出力する。電力増幅器 6 は、インバータ等で PWM 制御を行なって各相の電流 I_u 、 I_v 、 I_w をサーボモータ M に供給してモータを駆動する。以下、このような電流制御方法を交流方式という。

【0006】 以上のように、AC サーボモータにおいては、位置、速度ループの最も内側のマイナーループに電流ループを持っており、この電流ループは AC サーボモータの各相に流す電流をそれぞれ制御するループとなっている。

【0007】 上記 3 相電流を別々に交流方式によって制御する場合には、モータの回転速度が上昇すると電流指令の周波数も上昇し、電流位相が徐々に遅れるため電流の無効成分が多くなり、トルクを効率よく発生することができなくなるという欠点があり、また、制御量として交流を扱っているため、定速度回転かつ定負荷時における定常状態においてさえも、指令に対する位相の遅れや振幅の減衰等の偏差が存在し、直流モータと同程度のトルク制御を実現することが困難である。この欠点を改善する方法として、3 相電流を $d-q$ 変換して d 相、 q 相の 2 相電流に座標変換した後に、それぞれの相を直流電流で制御する方法が知られている。以下、直流方式という。この $d-q$ 変換を利用する方法は、電流を直流として制御するので制御系の位相遅れがなく、トルク特性が 3 相電流を別々に制御する場合と比較して改善されることが知られている。 $d-q$ 変換においては、 d 軸は磁界の作る磁束の方向にとることが一般的であり、図 15 に示すようにロータの永久磁石の磁束の向きに d 軸をとり、該 d 軸に直交する向きに q 軸をとっている。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、従来の $d-q$ 変換による直流方式により制御を行うと、高速回転において、制御系の遅れの影響によって、系の安定性が損なわれる場合があり、そのため、回転速度を上げることができないという問題点がある。そこで、本発明は前記した従来の問題点を解決して、制御系の遅れにより

生じる不安定性を改善することができるＡＣサーボモータの制御方法を提供することを目的とする。

【０００９】

【課題を解決するための手段】本出願の第１の発明は、モータ駆動電流とロータ位相をｄ－ｑ変換してｄ相電流を求め、該ｄ相電流が零になるように制御を行うＡＣサーボモータの制御方法において、ｄ相電圧指令をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてｑ相電圧指令に加え、ｑ相電圧指令をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてｄ相電圧指令から減じる補正を行うことによって、前記目的を達成するものである。

【００１０】第１の発明において、ｄ相電圧指令にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものをｑ相電圧指令に加え、ｑ相電圧指令にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものをｄ相電圧指令から減じることによって、モータ速度と制御系の遅れ量に応じた電圧指令の補正を行うことができる。

【００１１】また、本出願の第２の発明は、モータ駆動電流とロータ位相をｄ－ｑ変換してｄ相電流を求め、該ｄ相電流が零になるように制御を行うＡＣサーボモータの制御方法において、電流制御器のｄ相積分項の出力をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてｑ相電圧指令に加え、ｑ相積分項の出力をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてｄ相電圧指令から減じる補正を行うことによって、前記目的を達成するものである。

【００１２】第２の発明において、電流制御器のｄ相積分項の出力にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものをｑ相電圧指令に加え、ｑ相積分項の出力にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものをｄ相電圧指令から減じることによって、モータ速度と制御系の遅れ量に応じた電圧指令の補正を行うことができる。

【００１３】

【作用】第１の発明において、モータを駆動するトルク指令、ロータ位相、および電流フィードバック値を取り込み、ｄ－ｑ変換を行い、ｄ相電流が零になるように

$$\begin{pmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R+sl' & -(1/2)sM' & -(1/2)sM' \\ -(1/2)sM' & R+sl' & -(1/2)sM' \\ -(1/2)sM' & -(1/2)sM' & R+sl' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{pmatrix} \quad \cdots (1)$$

$L=L'+M$ L : 漏れインダクタンス

上記式（１）の左辺はモータのＵ、Ｖ、Ｗ相の電圧であり、右辺例えば第１項の左側の行列はインピーダンス行列であり、 R は巻線抵抗、 L' は巻線の自己インダクタンス、 M' は相互インダクタンスで、 P は微分演算子である。また、右辺第１項右側のベクトルは各相電流 I_u 、 I_v 、 I_w のベクトルであり、右辺第２項は各相の巻線が誘起する起電力 e_u 、 e_v 、 e_w である。なお、 L を漏れインダクタスとすると、 $L'=L+M'$ の関係

直流方式の制御を行う。このとき、ｄ相電圧指令をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてｑ相電圧指令に加え、ｑ相電圧指令をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてｄ相電圧指令から減じる補正を行う。この補正として、ｄ相電圧指令にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものをｑ相電圧指令に加え、ｑ相電圧指令にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものをｄ相電圧指令から減じる処理を行う。これによって、電圧指令は、モータ速度と制御系の遅れ量に応じた補正が行われ、高速回転駆動時にも、制御系の遅れにより生じる系の不安定性を防止して、回転速度を上げることができる。

【００１４】また、第２の発明は、直流方式の制御において、電流制御器のｄ相積分項の出力をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてｑ相電圧指令に加え、ｑ相積分項の出力をモータ速度と制御系の遅れ量に応じてｄ相電圧指令から減じる補正を行う。そして、この補正として、電流制御器のｄ相積分項の出力にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものをｑ相電圧指令に加え、ｑ相積分項の出力にモータの制御系の遅れ量とモータ速度とを掛けたものをｄ相電圧指令から減じる処理を行う。これによって、電圧指令は、モータ速度と制御系の遅れ量に応じた補正が行われ、高速回転駆動時にも、制御系の遅れにより生じる系の不安定性を防止して、回転速度を上げることができる。また、電流フィードバックの量子化誤差による影響を除去することができる。

【００１５】

【実施例】以下、本発明の実施例を図を参照しながら詳細に説明する。なお、以下、３相同期電動機をサーボモータとして使用した場合を例として、説明する。はじめに、ｄ－ｑ変換を利用する電流制御方法について解析する。交流電動機において３相交流で表した回路方程式は次の式（１）で表される。

【００１６】

【数１】

がある。

【００１７】次に、３相交流座標系から２相交流座標系に変換する式（２）で表される交流行列 C_1 、及び２相交流座標系から３相交流座標系に変換する式（３）で表される交流行列 C_2 を用いて、上記式（１）を変換すると、いわゆるｄ－ｑ変換を行なう式（４）が得られる。

【００１８】なお、ｄ－ｑ変換においては、ｄ軸は磁界の作る磁束の方向にとることが一般的であり、図１５に

示すようにロータの永久磁石の磁束の向きにd軸をと
り、該d軸に直交する向きにq軸をとっている。

【0019】

【数2】

$$C1 = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad \dots (2)$$

【0020】

【数3】

$$C2 = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \dots (3)$$

【0021】

【数4】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R+sL & -\omega L \\ \omega L & R+sL \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi \end{bmatrix} \quad \dots (4)$$

$$L = L + 3M' / 2$$

なお、上記式(3)において、 θ はロータの電気角(う相の巻線を基準として時計回りの方向にとった界磁の角度)であり、式(4)における ω はロータの回転角速度(機械角)、 Φ は巻線鎖交磁束数の最大値である。また、 $L = L + 3M' / 2$ の関係にある。

【0022】上記式(4)より、磁界の作る磁束方向のd相電流 I_d を「0」に制御し、q相電流 I_q についてのみ、その大きさを制御するようにすると、直流サーボモータと同じ制御を行うことができる。そして、上記変

換行列 $C1$ 、 $C2$ と3相の電圧、電流の合計が「0」である関係、すなわち、 $V_u + V_v + V_w = 0$ 、 $I_u + I_v + I_w = 0$ の関係から、3相電圧 V_u 、 V_v 、 V_w と2相電圧 V_d 、 V_q 、及び3相電流 I_u 、 I_v 、 I_w と2相電流 I_d 、 I_q の関係は次の式(5)、式(6)が成立する。

【0023】

【数5】

$$\begin{bmatrix} V_u \\ V_v \\ V_w \end{bmatrix} = C1^T C2^T \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \dots (5)$$

【0024】

【数6】

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = C2 \cdot C1 \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(\theta + \pi/3) & \sin \theta \\ \cos(\theta + \pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

図1はACサーボモータをd-q変換を用いて制御するときのブロック線図である。図1において、d相に対す

る電流指令を「0」とし、q相に対する電流指令を速度ループから出力されるトルク指令とする。そして、モータの各u、v、w相の実電流 I_u 、 I_v 、 I_w （いずれかから2相を検出すればよい）及びロータ位置検出器で検出されたロータの位相 θ により、3相電流から2相電流へ変換する手段9でd相、q相の電流 I_d 、 I_q を求め、前記各相指令値から減じてd相、q相の電流偏差を求める。そして、電流制御器5d、5qにおいて従来と同様の比例・積分制御を行い、d相指令電圧 V_d 及びq相指令電圧 V_q を求める。

【0025】2相電圧から3相電圧に変換する手段8は、この2相の指令電圧 V_d 、 V_q からU、V、W相の指令電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を求めて電力増幅器6に出力する。電力増幅器6は、インバータ等でサーボモータの各相に対して電流 I_u 、 I_v 、 I_w を供給し、サーボモ

ータを制御する。

【0026】そこで、図1中の手段9において、上記式(6)の演算を行って2相電流の I_d 、 I_q を求めて各相の電流フィードバックとする。さらに、手段8において、上記式(5)の演算を行って2相電圧 V_d 、 V_q から3相電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を求める。

【0027】ここで、前記式(1)で示した3相同期電動機の回路方程式を、式(2)で示した変換行列C1を用いて2相交流座標系に変換する。そして、この変換において、電流フィードバックの遅れ分として遅れ時間 δ を考慮すると、2相交流座標系における3相同期電動機の回路方程式は、次式(7)で表される。

【0028】

【数7】

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R+sL) \cdot e^{\delta s} & 0 \\ 0 & (R+sL) \cdot e^{\delta s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

さらに、この式(7)について、変換行列C2を用いて、2相交流座標系から回転座標系に変換して近似を行うと、次式(8)となる。

【0029】

【数8】

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta L s^2 + (\delta R + L) \cdot s + (R - \omega^2 \delta L) & -2\omega \delta L s - (\delta R + L) \cdot \omega \\ 2\omega \delta L s + (\delta R + L) \cdot \omega & \delta L s^2 + (\delta R + L) \cdot s + (R - \omega^2 \delta L) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

この式(8)について、整理して(式(9)参照)、d-q座標上で観察した空間的な関係式で表すと式(10)となる。

【0030】

【数9】

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} R+sL & -\omega L \\ \omega L & R+sL \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \\
&+ \begin{pmatrix} \delta L s^2 + \delta R s - \omega^2 \delta L & -2\omega \delta L s - \delta R \omega \\ 2\omega \delta L + \delta R \omega & \delta L s^2 + \delta R s - \omega^2 \delta L \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} sL & 0 \\ 0 & sL \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega L \\ \omega L & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \\
&+ \begin{pmatrix} 0 & -\delta R \omega \\ \delta R \omega & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -2\delta L \omega s \\ 2\delta L \omega s & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \\
&+ \begin{pmatrix} \delta R s & 0 \\ 0 & \delta R s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\omega^2 \delta L & 0 \\ 0 & -\omega^2 \delta L \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \\
&+ \begin{pmatrix} \delta L s^2 & 0 \\ 0 & \delta L s^2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} \quad \dots (9)
\end{aligned}$$

[0031]

【数10】

$$\begin{aligned}
[v] &= (R[i] + L d[i]/dt + L[\omega] \times [i]) \\
&+ (\delta R[\omega] \times [i] + 2\delta L[\omega] \times d[i]/dt + \delta R d[i]/dt \\
&+ \omega^2 \delta L[i]) + \delta L d[i]^2/dt^2 \quad \dots (10)
\end{aligned}$$

ここで、

$$\begin{aligned}
[i] &= \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}, \quad [v] = \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}, \quad [\omega] = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \\
d[i]/dt &= s \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}, \quad d[i]^2/dt^2 = s^2 \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

ここでは、[] の符号によってベクトルを表しており、電圧ベクトルを [v] で表し、電流ベクトルを [i] で表し、回転ベクトルを [\omega] で表している。また、回転ベクトル [\omega] の方向を図2中の紙面と垂直方

向で定めると、回転ベクトル [\omega] 中のマトリクスは、空間的に位相を90°進めることになり、前記式(10)中の外積×で表すことができる。

【0032】さらに、ここで、式(10)中のd2

$[i]/dt^2$ 、および $\delta R d[i]/dt$ の項の絶対値は一般に小さいため、ほぼ 0 と近似することができ、また、 $2\delta L[\omega] \times d[i]/dt$ の項の絶対値も一般に小さいため、 $\delta L[\omega] \times d[i]/dt$ に等しいと近似

$$[v] = (R[i] + L d[i]/dt + L[\omega] \times [i])$$

$$+ \delta[\omega] \times (R[i] + L d[i]/dt + L[\omega] \times [i])$$

$$= [v1] + \delta[\omega] \times [v1]$$

… (11)

式 (11) の関係を図 2 の d-q 座標上で表した電圧ベクトル図によって示す。図 2 において、 $[v1]$ は遅れ分 δ を 0 とした場合であって、従来の方式による電圧指令に相当し、式 (11) 中の右辺の第 1 項目に対応している。

【0034】これに対して、制御系が持つ遅れ δ によって発生する電圧 $[v]$ は、遅れが無い場合の電圧ベクトル $[v1]$ に、速度 ω と遅れ δ を掛け位相を 90° 進めて得られる $\delta[\omega] \times [v1]$ を加えたものとなる。

【0035】したがって、式 (11) から、あらかじめ予想される遅れ分の電圧 $\delta[\omega] \times [v1]$ を、電圧指令にフィードフォワードすることによって、制御系の応

$$Vd^* = Vd - \delta \cdot \omega \cdot Vq$$

$$Vq^* = Vq + \delta \cdot \omega \cdot Vd$$

この式 (12)、(13) を用いて d 相電圧指令 Vd^* および q 相電圧指令 Vq^* を求めるブロック図を構成すると図 3 を得る。なお、式 (12)、(13) 中の Vq および Vd は入力される電圧指令であり、 Vd^* および Vq^* は補正された d 相電圧指令および q 相電圧指令である。

【0039】図 3 のブロック図は、前記した図 1 中の電流制御ブロック 5d、5q 中の電流制御器の出力部分に電圧指令を補正するブロックを追加することによって構成することができる。

【0040】電圧指令を補正するブロックは、d 相電圧指令 Vd^* については、q 相電圧指令 Vq に遅れ δ と速度 ω を掛けたものを d 相電圧指令 Vd から減じることによって求め、他方、q 相電圧指令 Vq^* については、d 相電圧指令 Vd に遅れ δ に速度 ω を掛けたものを q 相電圧指令 Vd に加えることによって求める処理を行う。

【0041】図 4 は、本発明の実施例を適用したサーボモータ制御系のブロック図であり、その構成は従来のデジタルサーボ制御を行なう装置と同一の構成であるため、概略的に示している。図 4 において、20 はコンピュータを内蔵した数値制御装置 (CNC)、21 は共有 RAM、22 はプロセッサ (CPU)、ROM、RAM 等を有するデジタルサーボ回路、23 はトランジスタインバータ等の電力増幅器、M は AC サーボモータ、24 は AC サーボモータ M の回転とともにパルスが発生するエンコーダ、25 はロータ位相を検出するためのロータ

することができる。この近似によって、式 (10) は次の式 (11) によって表すことができる。

【0033】

【数 11】

答性を向上させ、遅れによる影響を減少させ、これによって、制御系の安定性を改善させることができる。

【0036】次に、本発明の AC サーボモータの第 1 の制御方法について、図 3 を用いて説明する。図 3 は、本発明の AC サーボモータの第 1 の制御方法を適用したブロック図である。

【0037】前記式 (11) について、制御系が持つ遅れ δ によって発生する電圧 $[v]$ の d 相電圧を Vd^* とし、q 相電圧を Vq^* とすると、それぞれの以下の式によって表すことができる。

【0038】

$$\dots (12)$$

$$\dots (13)$$

位置検出器である。図 5 は上記デジタルサーボ回路 22 のプロセッサが所定周期毎に実施する電流ループ制御処理のフローチャートである。デジタルサーボ回路 22 のプロセッサは、数値制御装置 (CNC) から指令された位置指令 (もしくは速度指令) を共有 RAM 21 を介して読み取り位置ループ処理、速度ループ処理を行なう。

【0042】まず、速度ループ処理によって出力されたトルク指令を読むとともに (ステップ S1)、ロータ位置検出器 25 からロータ位相 θ およびモータ速度およびを取り込む (ステップ S2)。次に、電流検出器で検出される U 相、V 相の実電流 Iu 、 Iv を取込み (ステップ S3)、取り込んだ U 相、V 相の実電流 Iu 、 Iv とロータ位相 θ より前記式 (6) の演算を行なって d 相、q 相の電流 Id 、 Iq を算出する (ステップ S4)。

【0043】ステップ S4 で求めた d 相電流 Id をフィードバック電流とし、d 相電流指令を「0」として、通常の電流ループ処理 (比例積分制御) を行い、d 相指令電圧 Vd を求める。また、ステップ S1 で読み取ったトルク指令を q 相の電流指令とし、ステップ S4 で算出した q 相の電流値 Iq をフィードバック電流として電流ループ処理を行って q 相電圧指令 Vq を求める (ステップ S5)。

【0044】次に、ステップ S5 で求めた d 相指令電圧 Vd と q 相電圧指令 Vq の電圧補正を行い、d 相電圧指令 Vd^* および q 相電圧指令 Vq^* を求める (ステップ S6)。

【0045】ステップS6で求めたd相電圧指令 V_d^* およびq相電圧指令 V_q^* を、2相電圧 V_d 、 V_q から3相電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を求める式(5)を用いて、3相電圧指令に変換する(ステップS7)。この求めた3相電圧指令 V_u 、 V_v 、 V_w を電力増幅器に入力し、インバータ等によってPWM制御を行い、各相の電流をサーボモータに供給し駆動を行い、当該周期の電流ループ処理を終了する(ステップS8)。

【0046】次に、本発明のACサーボモータの第2の制御方法について説明する。

【0047】前記した本発明のACサーボモータの第1の制御方法を実際のシステムに適用した場合、電流フィ

$$V_d^* = V_d - \delta \cdot \omega \cdot k_1 (I_q^* - I_q) / s \quad \dots (14)$$

$$V_q^* = V_q + \delta \cdot \omega \cdot k_1 (-I_q) / s \quad \dots (15)$$

この式(14)、(15)を用いてd相電圧指令 V_d^* およびq相電圧指令 V_q^* を求めるブロック図を構成すると図6を得る。なお、式(14)、(15)中の V_q および V_d は入力される電圧指令であり、 V_d^* および V_q^* は補正されたd相電圧指令およびq相電圧指令であり、 k_1 は積分ゲイン、 I_d 、 I_q は電流フィードバック、 I_q^* は電流指令を示している。

【0049】図6のブロック図は、前記した図1中の電流制御ブロック5d、5q中の電流制御器の出力部分に電圧指令を補正するブロックを追加することによって構成することができる。電圧指令を補正するブロックは、d相電圧指令 V_d^* については、q相の積分項の出力に遅れ δ と速度 ω を掛けたものをd相の積分項の電圧指令 V_d から減じることによって求め、他方、q相電圧指令 V_q^* については、d相の積分項の出力に遅れ δ と速度 ω を掛けたものをq相電圧指令 V_d に加えることによって求める処理を行う。

【0050】これによって、電流フィードバック I_d 、 I_q による影響を減少させることができる。

【0051】なお、この本発明のACサーボモータの第2の制御方法において、デジタルサーボ回路22のプロセッサが所定周期毎に実施する電流ループ制御処理は、前記図4に示したものと同一構成によって、前記図5に示すフローチャートとほぼ同様の処理により行うことができる。

【0052】なお、本発明のACサーボモータの第2の制御方法では、図5のフローチャート中のステップS6における電圧指令補正における補正式を式(12)、(13)に代えて、式(14)、(15)を用いる。

【0053】(実施例のシミュレーション結果)図7～図9、および図10～図12は、シミュレーション結果を示すものである。図7は、従来の直流方式によるシミュレーション結果であり、速度およびU相電流 I_u の変化を示している。図7は、従来の直流方式による制御方法では、発振の限界が約2500rpmであることを示している。

ードバックの量子化誤差の影響を受けやすい。図3のブロック図において、電流フィードバック値 I_q および I_d をフィードバックして得られる電圧指令に対する遅れ δ と速度 ω の積の外積分を補正量としているため、電流フィードバック値の誤差がそのまま補正に影響することになる。そこで、本発明のACサーボモータの第2の制御方法では、電圧指令はほぼ積分項出力と等しいとして、前記式(11)について、制御系が持つ遅れ δ によって発生する電圧 $[v]$ のd相電圧を V_d^* とし、q相電圧を V_q^* とすると、それぞれの以下の式によって表すことができる。

【0048】

$$V_d^* = V_d - \delta \cdot \omega \cdot k_1 (I_q^* - I_q) / s \quad \dots (14)$$

$$V_q^* = V_q + \delta \cdot \omega \cdot k_1 (-I_q) / s \quad \dots (15)$$

【0054】これに対して、図8は本発明のACサーボモータの第1の制御方法によるシミュレーション結果であり、図9は本発明のACサーボモータの第2の制御方法によるシミュレーション結果である。図8は、ACサーボモータの第1の制御方法による発振の限界は約4000rpmであり、図9は、ACサーボモータの第2の制御方法による発振の限界は約5000rpmであることを示しており、本発明によるACサーボモータの制御方法によって、高い回転速度においても系を安定に保つことができる。なお、図10～図12は、図7～図9における拡大図を示している。

【0055】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、制御系の遅れにより生じる不安定性を改善することができるACサーボモータの制御方法を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】ACサーボモータをd-q変換を用いて制御するときのブロック線図である。

【図2】d-q座標上で表した電圧ベクトル図である。

【図3】本発明のACサーボモータの第1の制御方法を適用したブロック図である。

【図4】本発明の実施例を適用したサーボモータ制御系のブロック図である。

【図5】デジタルサーボ回路のプロセッサが所定周期毎に実施する電流ループ制御処理のフローチャートである。

【図6】本発明のACサーボモータの第2の制御方法を適用したブロック図である。

【図7】従来の直流方式によるシミュレーション結果である。

【図8】本発明の第1の制御方法によるシミュレーション結果である。

【図9】本発明の第2の制御方法によるシミュレーション結果である。

【図10】従来の直流方式によるシミュレーション結果

の拡大図である。

【図11】本発明の第1の制御方法によるシミュレーション結果の拡大図である。

【図12】本発明の第2の制御方法によるシミュレーション結果の拡大図である。

【図13】従来のACサーボモータの制御系のブロック線図である。

【図14】3相電流を別々に制御する電流ループ処理の

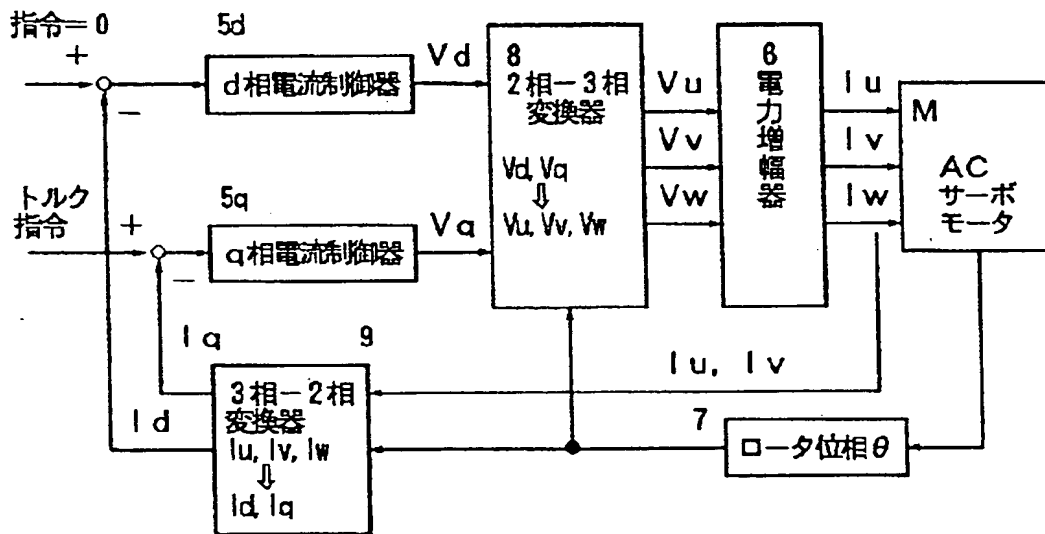
詳細図である。

【図15】d-q変換の座標系を説明する図である。

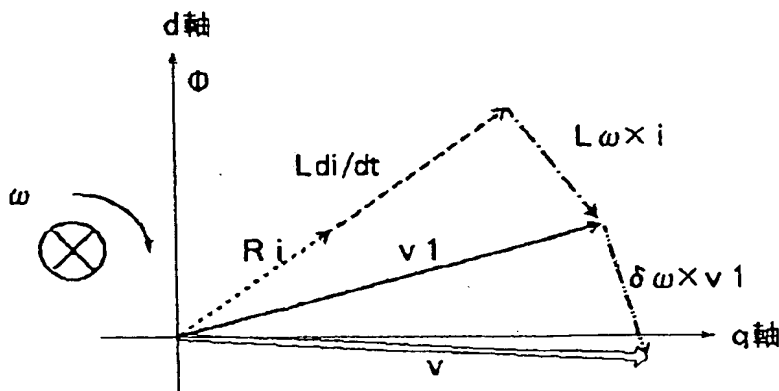
【符号の説明】

- 1 位置制御ブロック
- 2 速度制御ブロック
- 3 電流制御ブロック
- 5 電流制御器
- 6 電力増幅器

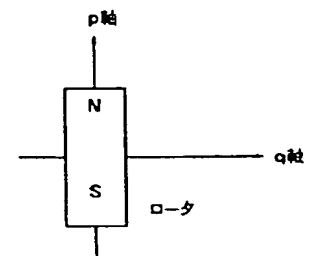
【図1】



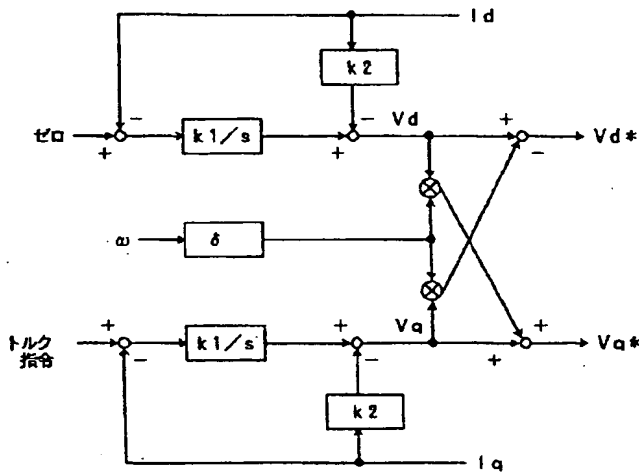
【図2】



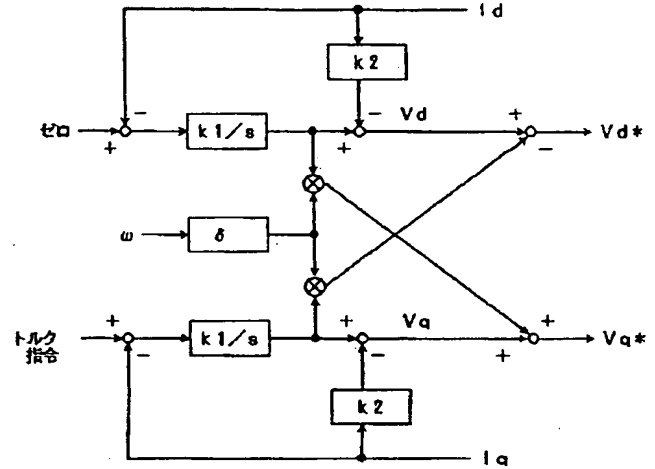
【図15】



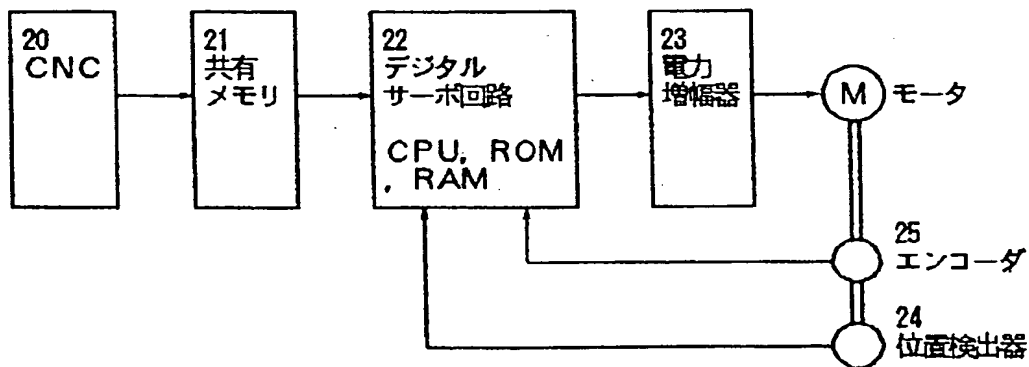
【図 3】



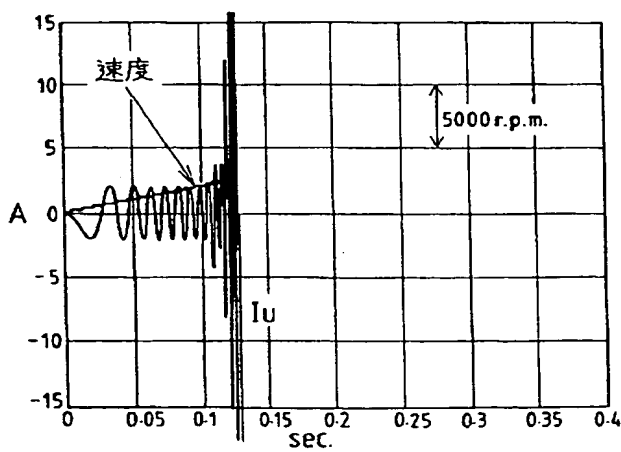
【図 6】



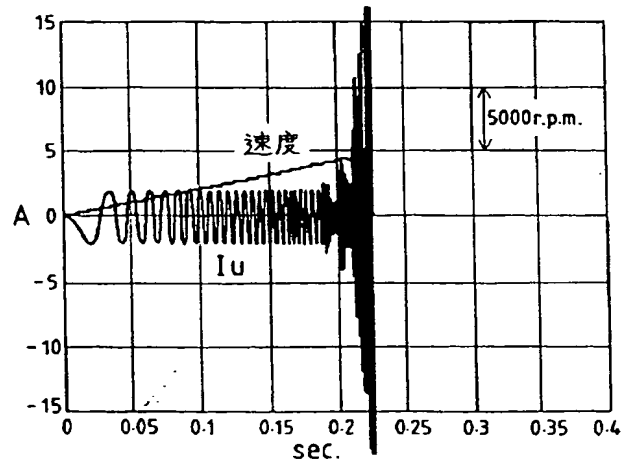
【図 4】



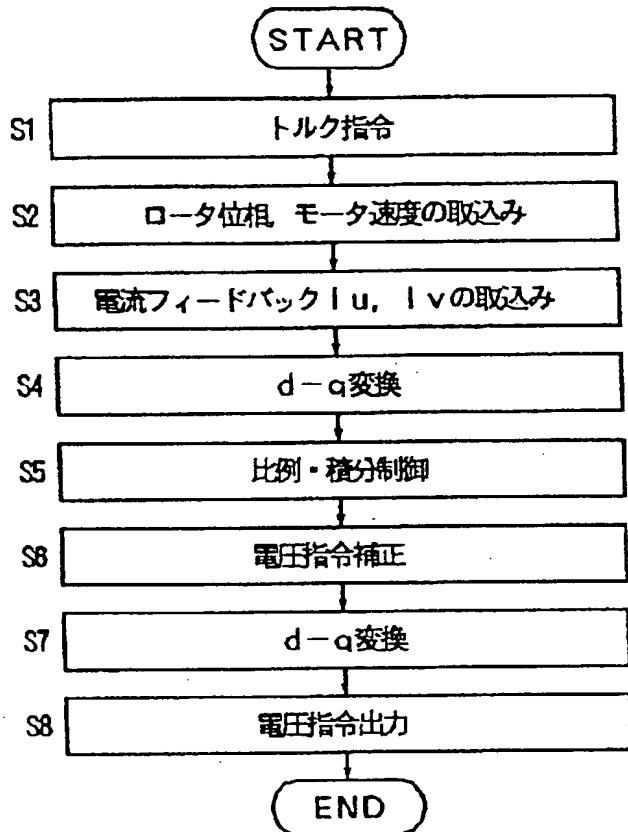
【図 7】



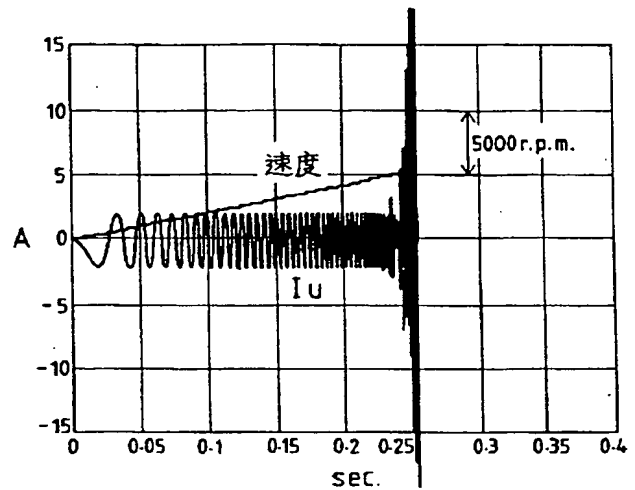
【図 8】



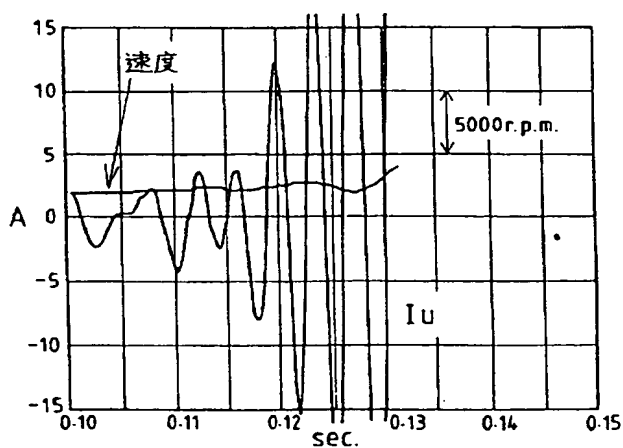
【図 5】



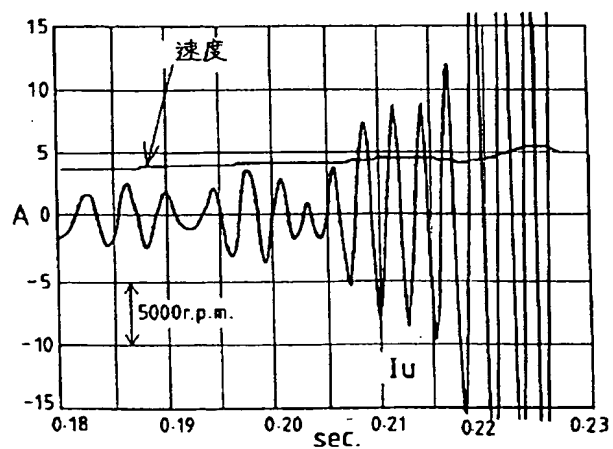
【図 9】



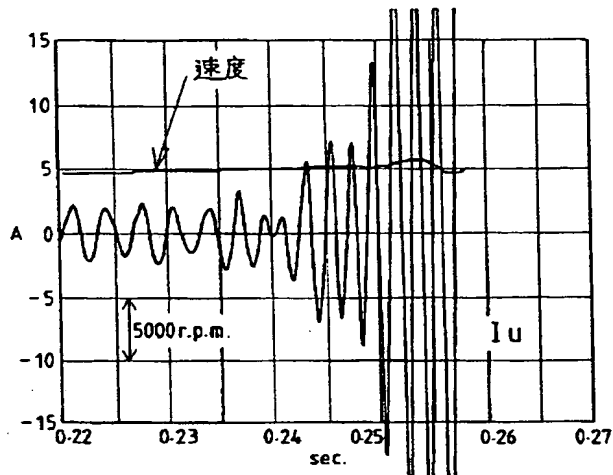
【図 10】



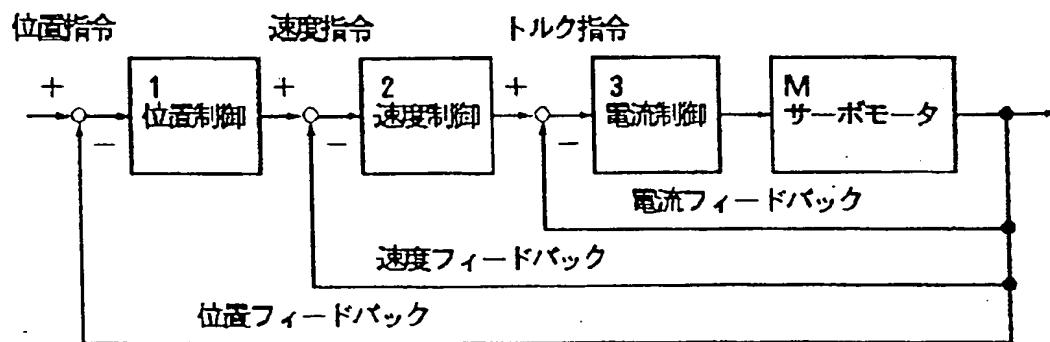
【図 11】



【図 12】



【図 13】



【図 14】

